

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ШУМОВОГО РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ СПЕКТРА ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

К. А. Лукин, А. А. Могила, В. П. Паламарчук, А. В. Кравчук¹, Б. С. Черний¹

*Институт радиопрофики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина*

¹*Научно-производственная фирма «Лекис»
11/8, ул. Бубнова, Киев, 03162, Украина
E-mail: moganat@yandex.ru; Indes@kharkov.com*

Приведены результаты разработки и экспериментального исследования шумового радиолокатора с синтезированным спектром сигнала в дециметровом диапазоне длин радиоволн. Исследовались поведение фазы синтезированного шумового сигнала при скачкообразной перестройке несущей частоты, быстродействие, спектральные характеристики зондирующего сигнала, выходной сигнал квадратурного детектора, оценивался профиль дальности. Экспериментально показана возможность локализации по дальности требуемой зоны пространства совместно с разрешением по дальности и измерением дальности цели в пределах этой зоны при использовании зондирующих шумовых сигналов с синтезированным спектром. Ил. 7. Библиогр.: 19 назв.

Ключевые слова: шумовой радиолокатор, шумовой зондирующий сигнал, частотная модуляция, скачкообразная перестройка частоты, синтезированный спектр.

Широкополосные радиолокационные системы с непрерывным излучением характеризуются высокой помехоустойчивостью, энергетической скрытностью и низкой вероятностью перехвата, а также электромагнитной совместимостью с другими радиоэлектронными средствами. Эти свойства делают их перспективными для таких практических применений, как радиолокационные дальнометры, высотометры, системы позиционирования объектов в пространстве, автомобильные радары, системы охранной сигнализации и оборудования мест парковки автомобилей, георадары, обнаружители объектов за препятствиями. При решении этих задач зачастую возникает потребность в том, чтобы система реагировала на появление объектов лишь в некоторой ограниченной области пространства и была бы не чувствительна к их появлению вне этой зоны. Как правило, размеры наблюдаемой зоны в азимутальной и вертикальной плоскости ограничиваются диаграммой направленности антенны, в то время как по дальности ее размер устанавливается путем ограничения мощности излучаемых колебаний. Недостатком такого подхода является сильная зависимость размеров зоны от эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) объекта.

Устранение этой зависимости может быть основано на использовании свойства частичной когерентности сигналов, излучаемых антенной обнаружителя. Для частично когерентных сигналов [1] интерференция амплитуд также наблюдается, но проявляется тем слабее, чем шире спектр этих сигналов. Длина когерентности таких сигналов обратно пропорциональна ширине их спектра. Функция когерентности частично когерентных сигналов определяется формой их спектра. На дальности, превышающей длину когерентности,

складываемые сигналы быстро утрачивают способность к интерференции амплитуд. Однако в этом случае свойства когерентности стационарных случайных сигналов сохраняются в спектральной области, что было показано в первых экспериментах с генераторами хаотических сигналов миллиметрового диапазона [2] и использовалось при построении измерительных систем [3–5]. Источники хаотических колебаний [6–8] также генерируют частично когерентные сигналы. Шумовая радиолокация, базирующаяся на применении случайных сигналов и их когерентной обработке, получила заметное развитие в ИРЭ НАН Украины [6–13].

Способность частично когерентных волн к быстрой утрате интерференции амплитуд с ростом расстояния вне интервала когерентности положена в основу построения обнаружителя вторжения в охраняемую зону [14], в котором используются шумовые сигналы. Этот метод решает задачу обнаружения в пределах заданной зоны, но задача разрешения целей по дальности и измерения дальности остается не решенной.

Устранить этот недостаток можно путем использования в качестве зондирующих импульсных сигналов малой длительности или сложных сигналов с требуемой шириной спектра, например, сигналов со ступенчатой (*step frequency (SF)*) [15, 16] или скачкообразной (*frequency hopping (FH)*) [17, 18] перестройкой несущей частоты, или сигналов, модулированных по частоте с помощью хаотических или шумовых колебаний [7, 19]. Тогда в пределах заданной зоны становится возможным разрешение целей по дальности и оценка их дальности. Однако боковые лепестки отклика стороннего объекта, находящегося за пределами заданной зоны, могут попадать в нее в виде помехи.

Импульсные сигналы при заданной ширине спектра обладают такой же разрешающей способностью по дальности, как и непрерывные шумовые сигналы. Но, в отличие от них, импульсные сигналы не имеют боковых лепестков по дальности и, следовательно, отклик стороннего объекта не создает помех в заданной зоне. Однако устройства формирования сверхкоротких импульсов имеют существенные ограничения по пиковой, а следовательно, и по средней мощности, что может значительно ограничивать дальность действия радиолокатора.

Цель настоящей статьи – разработка и экспериментальное исследование метода, позволяющего решать задачу локализации заданной зоны пространства по дальности совместно с решением задач разрешения по дальности и измерения дальности объектов, находящихся в пределах этой зоны, не накладывая ограничений на дальность действия радиолокатора.

Для решения этих задач в работе рассматривается модель зондирующего и обработка отраженного сигналов, конструкция радиолокатора, его передатчика и приемника, а также приводятся результаты лабораторных исследований разработанного радара.

1. Модель зондирующего сигнала. Рассмотрим моностатический радиолокатор, состоящий из передатчика, приемника, передающей и приемной направленных антенн. С помощью передающей антенны излучается непрерывный сигнал, состоящий на смежных интервалах времени из N шумовых импульсов (шагов). От шага к шагу несущая частота перестраивается скачкообразно по случайному закону. Порядок перестройки несущей частоты может быть и ступенчатым,

так как это одна из возможных реализаций случайного процесса. Длительность каждого шага равна T , так что длительность излучаемого сигнала $T_N = NT$. Через $\xi_n(\vartheta)$ обозначим сигнал, излучаемый в течение одного шага. Тогда для n -го шага на интервале времени $nT \leq \vartheta \leq (n+1)T$ зондирующий сигнал может быть записан в виде соотношения

$$\xi_n(\vartheta) = G_T(\vartheta - nT) \cos[\omega_0 \vartheta + l_n \Delta \omega \vartheta + \varphi(\vartheta) + \varphi_n], \quad (1)$$

где $\vartheta \in R^1$ – текущее время; $R^1 = (-\infty, \infty)$ – ось времени; $T \subset R^1$ – длительность шага; $n = 0, N-1$ – номер шага; $\omega_0 = 2\pi f_0$; f_0 – средняя частота зондирующего сигнала; $\Delta \omega = 2\pi \Delta f$; Δf – минимальный шаг на сетке частот; $l_n \in [-L, L]$ – дискретная случайная величина с заданным законом распределения p_l при каждом n ; $[-L, L] \subset Z$, Z – множество целых чисел;

$$G_T(\vartheta - nT) = \begin{cases} A_0, & \text{если } |\vartheta - nT| \leq T/2; \\ 0, & \text{если } |\vartheta - nT| > T/2 \end{cases}$$

оггибающая амплитуд зондирующего сигнала для каждого шага; φ_n – начальная фаза сигнала для

n -го шага; $\varphi(\vartheta) = \int_0^{\vartheta} f(t) dt$ – его случайная фаза;

$f(\cdot)$ – случайная функция с заданной плотностью вероятности $w(f, t)$, аддитивно действующая на несущую частоту $f_0 + l_n \Delta f$.

На рис. 1, а показана диаграмма, поясняющая процесс формирования зондирующего сигнала.

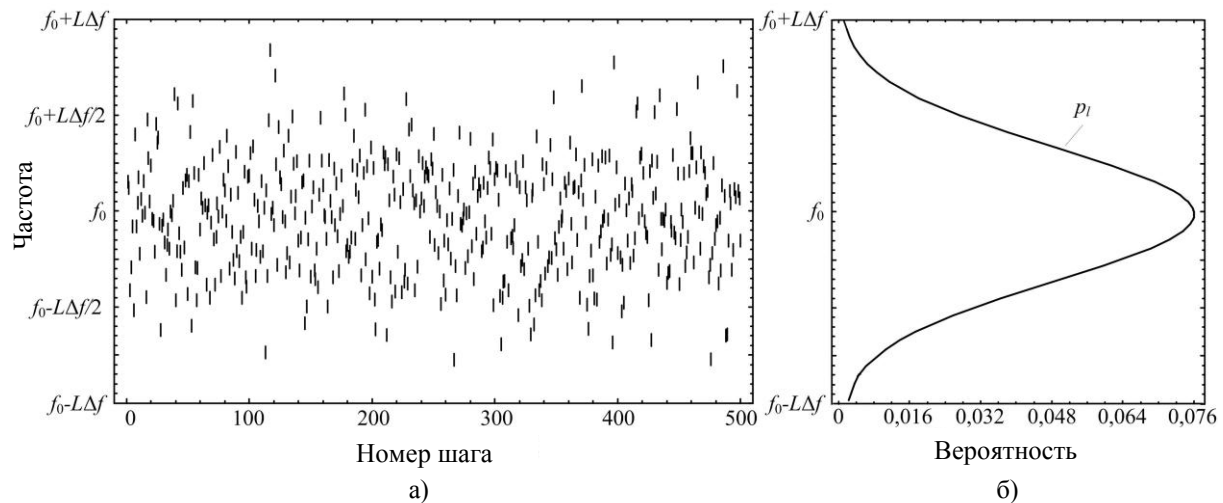


Рис. 1. Схема формирования зондирующего сигнала: а) – диаграмма скачкообразного изменения несущей частоты зондирующего сигнала; б) – гистограмма несущей частоты последовательных шагов, составляющих зондирующего сигнала

В последовательные моменты времени $\vartheta = nT$ несущая частота $f_0 + l_n \Delta f$ скачкообразно изменяется в окрестности средней частоты f_0 зондирующего сигнала в частотном диапазоне $f_0 - L\Delta f, f_0 + L\Delta f$ и поддерживается постоянной в течение временного интервала T (одного шага). Эти скачки на рис. 1, а обозначены вертикальными полосками. Середина каждой полоски соответствует несущей частоте $f_0 + l_n \Delta f$, ее высота – полосе частот ΔF , которую занимает спектр зондирующего сигнала по уровню -3 дБ, ширина – длительности T текущего n -го шага. На рис. 1, б приведен пример «гауссова» распределения p_l несущей частоты зондирующего сигнала при $N = 500$. Энергетический спектр зондирующего сигнала на интервале, кратном 500 шагам, принимает форму плотности распределения p_l несущей частоты зондирующего сигнала (рис. 1, б).

2. Обработка сигналов. Зондирующий сигнал (1) излучается с помощью передающей антенны в направлении цели. Обработка может быть описана аналитически на примере сигнала, отраженного одиночной точечной целью, которая находится на дальности R_t относительно радара. Обозначим через $\zeta_n(\vartheta)$ принимаемый в течение рассматриваемого n -го шага сигнал. Тогда в течение интервала времени $nT + \tau_t \leq \vartheta \leq (n+1)T + \tau_t$ отраженный сигнал на выходе приемной антенны может быть представлен с помощью соотношения

$$\zeta_n(\vartheta) = a_t G_T (\vartheta - nT - \tau_t) \times \cos[(\omega_0 + l_n \Delta \omega)(\vartheta - \tau_t) + \varphi(\vartheta - \tau_t) + \varphi_n + \varphi_t], \quad (2)$$

где a_t – множитель, учитывающий коэффициент усиления передающей и приемной антенн, затухание электромагнитных волн при их распространении и модуль коэффициента отражения цели; φ_t – фаза коэффициента отражения цели; $\tau_t = 2R_t/c$ – время распространения сигнала до цели и в обратном направлении; c – скорость света.

На входе приемника, кроме отраженного сигнала (2), всегда есть его собственные шумы и могут присутствовать внешние пассивные помехи. Поэтому выходной сигнал приемной антенны $\xi_a(\vartheta)$ может быть представлен в виде аддитивной смеси

$$\xi_a(\vartheta) = \zeta_n(\vartheta) + \eta_n(\vartheta) + n(\vartheta) \quad (3)$$

отраженного целью сигнала $\zeta_n(\vartheta)$, собственного шума приемника $n(\vartheta)$ и пассивной помехи

$$\eta_n(\vartheta) = a_c G_T (\vartheta - nT - \tau_c) \times \cos[(\omega_0 + l_n \Delta \omega)(\vartheta - \tau_c) + \varphi(\vartheta - \tau_c) + \varphi_n + \varphi_c], \quad (4)$$

которая представляет собой сигнал, отраженный сторонним точечным объектом в течение n -го

шага на интервале времени $nT + \tau_c \leq \vartheta \leq (n+1)T + \tau_c$. В соотношении (4) a_c – множитель, учитывающий коэффициент усиления передающей и приемной антенн, затухание электромагнитных волн при их распространении и модуль коэффициента отражения стороннего мешающего объекта; φ_c – фаза коэффициента отражения; $\tau_c = 2R_c/c$ – время распространения сигнала до стороннего объекта и обратно; R_c – дальность стороннего объекта.

Для обработки радиолокационных отражений требуется опорный сигнал, который может быть получен из зондирующего $\xi_n(\vartheta)$ сигнала. Учитывая комплексный коэффициент передачи $K_0(j\omega) = k_0 \exp\{-j\omega\tau_0\}$ опорного канала приемника и соотношение (1), модель опорного сигнала может быть записана в виде следующего соотношения:

$$\xi_{0n}(\vartheta - \tau_0) = k_0 G_T (\vartheta - nT - \tau_0) \times \cos[(\omega_0 + l_n \Delta \omega)(\vartheta - \tau_0) + \varphi(\vartheta - \tau_0) + \varphi_n]. \quad (5)$$

Здесь τ_0 – запаздывание в опорном канале приемника; k_0 – модуль его комплексного коэффициента передачи, не зависящий от частоты в полосе $f_0 - L\Delta f - \Delta F/2, f_0 + L\Delta f + \Delta F/2$ зондирующего сигнала.

Используя соотношения (2)–(5), выходной сигнал квадратурного детектора до низкочастотной фильтрации может быть представлен в виде синфазной, индекс I ,

$$D_I(\vartheta) = A_t \cos[\Psi_t(\vartheta)] + A_c \cos[\Psi_c(\vartheta)] + N_I(\vartheta) \quad (6)$$

и квадратурной, индекс Q ,

$$D_Q(\vartheta) = A_t \sin[\Psi_t(\vartheta)] + A_c \sin[\Psi_c(\vartheta)] + N_Q(\vartheta) \quad (7)$$

составляющих. Здесь A_t – амплитуда отраженного целью и A_c – сторонним объектом сигналов на I и Q выходах квадратурного детектора,

$$\Psi_t(\vartheta) = (\omega_0 + l_n \Delta \omega)(\tau_0 - \tau_t) + \varphi(\vartheta - \tau_t) - \varphi(\vartheta - \tau_0) + \varphi_t$$

и

$$\Psi_c(\vartheta) = (\omega_0 + l_n \Delta \omega)(\tau_0 - \tau_c) + \varphi(\vartheta - \tau_c) - \varphi(\vartheta - \tau_0) + \varphi_c -$$

полная фаза $\Psi_t(\vartheta)$ – отраженного целью и $\Psi_c(\vartheta)$ – сторонним объектом сигналов на I и Q выходах квадратурного детектора для n -го шага; $N_I(\vartheta)$ – синфазная и $N_Q(\vartheta)$ – квадратурная составляющие собственного шума приемника. Используя соотношения (6) и (7), выходной сигнал квадратурного детектора можно представить в комплексной

$$D(\vartheta) = D_I(\vartheta) + jD_Q(\vartheta)$$

или экспоненциальной

$$D(\vartheta) = A_i \exp\{j\Psi_i(\vartheta)\} + A_c \exp\{j\Psi_c(\vartheta)\} + N(\vartheta) \exp\{j\Psi_N(\vartheta)\}$$

форме, где $N(\vartheta) = \sqrt{N_I^2(\vartheta) + N_Q^2(\vartheta)}$ и

$$\Psi_N(\vartheta) = \arctg N_Q(\vartheta)/N_I(\vartheta).$$

После фильтрации выходных сигналов квадратурного детектора (6) и (7) с помощью фильтра нижних частот синфазного и квадратурного каналов (квадратурного фильтра нижних частот), аналого-цифрового преобразования, накопления и упорядочения этих данных в цифровой памяти выполняется обратное преобразование Фурье. В результате этих преобразований получаем выражение для профиля дальности в следующем виде:

$$R(\tau) = B_i(\tau + \tau_0 - \tau_i) + B_c(\tau + \tau_0 - \tau_c) + N(\tau), \quad (8)$$

где $B_i(\cdot)$ – его сигнальная, $B_c(\cdot)$ – помеховая и $N(\tau)$ – шумовая составляющие.

3. Экспериментальный макет шумового радиолокатора. Для реализации рассмотренного алгоритма разработан и изготовлен макет шумового радиолокатора. Он включает передающую и приемную антенны, передатчик, приемник, блок управления, а также блок обработки.

Шумовой зондирующий сигнал формируется с помощью синтезатора, усиливается в усилителе мощности и излучается передающей антенной. Излучаемый сигнал (1) представляет собой непрерывную последовательность узкополосных шумовых сигналов, несущая частота которых может скачкообразно изменяться со случайным шагом на дискретной сетке эквидистантных частот. Ширина спектра шумового сигнала в каждой точке такая, что он когерентен отраженному сигналу (2), который рассеивается целью, находящейся в зоне действия радиолокатора. Часть зондирующего сигнала ответвляется и поступает на вход опорного канала (5) приемника. С выхода приемной антенны на второй вход приемника поступает аддитивная смесь (3), состоящая из сигнала (2), отраженного целью, пассивной помехи (4) и собственного шума приемника. В приемнике с помощью квадратурного детектора в диапазоне нулевых биений выделяются синфазная (6) и квадратурная (7) составляющие. Эти сигналы, пропорциональные разности фаз опорного и отраженного сигналов, усиливаются, фильтруются и подаются в блок обработки на вход двухканального аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Оцифрованный сигнал накапливается в запоминающем устройстве, обрабатывается с помощью сигнального процессора и отображается на экране монитора. Обнаружение отраженного сигнала на фоне аддитивной помехи производится путем вычисления отношения

правдоподобия и сравнения его с соответствующим пороговым значением. В блоке управления с помощью программируемого синхронизатора вырабатываются управляющие сигналы для синтезатора шумового зондирующего сигнала, АЦП, запоминающего устройства и сигнального процессора, что позволяет согласовать взаимодействие всех подсистем, входящих в состав радиолокатора.

Конструктивно экспериментальный макет шумового радиолокатора с синтезированным спектром сигнала выполнен в виде отдельных модулей, к которым относятся антенная система, передатчик, приемник, блок обработки и блок питания. Блок управления выполнен в виде отдельной платы и входит в состав модуля передатчика. Максимальная мощность зондирующего сигнала достигает 600 мВт и может регулироваться с помощью аттенуатора, мощность опорного сигнала не менее 28 мВт.

Передатчик. Передатчик собран на шасси, которое закрывается пылевлагонепроницаемым экранирующим кожухом. На шасси смонтированы генератор шума, синтезатор частоты, блок преобразователей частоты (БПЧ), два полосовых фильтра (ППФ1 с центральной частотой 900 МГц и ППФ2 с центральной частотой 1 150 МГц), гетеродин 6,0 ГГц, гетеродин 7,97 ГГц, смеситель сдвига 1, смеситель сдвига 2, усилитель, генератор опорной частоты (ГОЧ), разветвитель и плата начальных установок синтезатора частоты.

В передатчике синтезируются шумовые сигналы с заданными статистическими характеристиками. Для синтеза используются колебания генератора, управляемого напряжением (ГУН), колебания синтезатора частоты и смесь этих колебаний, которая образуется с помощью преобразователей частоты.

С помощью синтезатора частот из опорной частоты 999,5 МГц формируется требуемая сетка частот. Для этого используется метод прямого цифрового синтеза (DDS). Во времени выходной сигнал синтезатора частоты может перестраиваться от шага к шагу в диапазоне частот 130...380 МГц. Минимальный временной шаг перестройки 1 мкс, максимальный – 8 000 мкс. Минимальный частотный шаг – 1 МГц. Порядок перестройки частоты определяется комбинациями управляющих цифровых кодов, которые заранее подготавливаются и сохраняются в оперативной памяти блока управления. С помощью представительного ансамбля этих комбинаций можно реализовать требуемое оптимальное распределение частот в спектре зондирующего сигнала, а значит, и форму его энергетического спектра.

Для получения случайных сигналов используется модуляция частоты колебаний ГУН с помощью НЧ-сигнала генератора шума. Источником шумовых колебаний генератора шума

служат шумы p - n -перехода транзистора, благодаря которым на его выходе формируются случайные колебания с нормальным распределением амплитуд и «прямоугольным» спектром в диапазоне частот 0,1...14 МГц по уровню -3 дБ. Для обеспечения высокой стабильности спектральных характеристик сигнала ГУН генератор шума имеет пороговую систему автоматической регулировки усиления (АРУ), а ГУН охвачен петлей ФАПЧ с постоянной времени 5 мс. Путем регулировки порога АРУ ширина спектра сигнала ГУН может плавно изменять от 1,8 до 100 МГц. С помощью блока управления частотная модуляция может выключаться, тогда ГУН генерирует монохроматический сигнал на частоте 2 450 МГц.

Для обеспечения дискретной перестройки несущей частоты зондирующего шумового сигнала в полосе 480 МГц используется БПЧ, с помощью которого несущая частота колебаний ГУН может принимать значение 900 или 1 150 МГц. Используя эти колебания, а также DDS-синтезатор частоты, гетеродины 6,0 и 7,97 ГГц и смесители сдвига 1 и 2, на выходе передатчика можно получить синтезированный шумовой сигнал в диапазоне частот 900...1 480 МГц, неравномерность амплитуды которого не более 0,5 дБ. При этом частота преобразования смесителей сдвига, полоса пропускания и избирательность фильтров выбраны так, что обеспечивается подавление побочных спектральных составляющих зондирующего сигнала не менее чем на 58 дБ в полосе ± 10 МГц относительно несущей частоты и не менее чем на 45 дБ в оставшейся полосе частот. Эти характеристики сравнимы с паспортными для DDS-синтезатора, реализованного на базе микросхемы AD9910. Для стабилизации частоты гетеродинов, опорной частоты DDS-синтезатора и несущей частоты ГУН используется ГОЧ, выполненный на основе кварцевого генератора, частота колебаний которого 10 МГц, а долговременная нестабильность частоты 10^{-8} .

Таким образом, для получения шумовых зондирующих сигналов в передатчике используется метод гибридного синтеза, представляющий собой комбинацию методов прямого цифрового и прямого аналогового синтеза. При прямом аналоговом синтезе выходная частота получается непосредственно из опорной частоты путем смешения колебаний ГУН и DDS-синтезатора и фильтрации. Зондирующий шумовой сигнал может быть сформирован или в результате дискретной перестройки несущей частоты в соответствии с комбинациями управляющих цифровых кодов, или в результате частотной модуляции колебаний ГУН шумовым сигналом, или путем совместного использования дискретной перестройки несущей частоты и частотной модуляции колебаний ГУН. Несущая частота спектра зондирующего сигнала

при этом может перестраиваться от шага к шагу в диапазоне 950...1 430 МГц с минимальным шагом по частоте 1 МГц. Длительность переходного процесса при дискретной перестройке несущей частоты не более 0,1 мкс.

Приемник. Приемник также собран на шасси, которое закрывается пылевлагонепроницаемым экранирующим кожухом. На шасси смонтированы блок гетеродинов, конвертор 1 и 2, квадратурный детектор и стабилизаторы постоянного напряжения.

Приемник выполнен по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты. Супергетеродинная схема позволяет реализовать основное усиление на промежуточной частоте и тем самым минимизировать влияние дрейфа нуля выходного усилителя постоянного тока на результаты измерения. Входной сигнал, занимающий полосу от 900 до 1 480 МГц, с помощью конвертора 1 преобразуется вверх в 3-см диапазон, а затем переносится вниз на вторую промежуточную частоту, которая равна 400 МГц. При этом используется опорный сигнал, который с помощью конвертора 2 также преобразуется вверх в диапазон частот 3 см. Для преобразования сигнала второй промежуточной частоты вниз в диапазон нулевых биений необходимо еще одно преобразование частоты, которое выполняется с помощью квадратурного детектора. На входах квадратурного детектора действуют узкополосные сигналы на одной единственной частоте, что позволяет реализовать получение синфазного и квадратурного сигналов с высокой точностью. Двойное преобразование, а также оптимальный выбор промежуточных частот и полосы пропускания фильтров позволили минимизировать влияние комбинационных составляющих преобразователей на динамический диапазон широкополосного приемника дециметровых радиоволн, который превышает 110 дБ. Коэффициент шума приемника 4,5 дБ, неравномерность амплитудно-частотной характеристики не более 1 дБ, полоса пропускания квадратурного фильтра нижних частот 5 МГц. Спектр выходного сигнала радиолокационного приемника расположен в низкочастотном диапазоне. Это позволяет использовать недорогие АЦП со сравнительно низким быстродействием (тактовая частота 0,044...10 МГц) и большим (более 100 дБ) динамическим диапазоном.

4. Лабораторные исследования проведены для оценки характеристик радиолокационного приемопередатчика. Исследовалось поведение фазы синтезированного шумового сигнала при скачкообразной перестройке несущей частоты, быстродействие, спектральные характеристики зондирующего сигнала, выходной сигнал квадратурного детектора, оценивался профиль дальности. Для

исследования этих характеристик исследуемые сигналы оцифровывались с помощью широкополосного АЦП типа *GageScope82*. Массивы данных сохранялись на жестком диске персонального компьютера и обрабатывались с помощью разработанного нами пакета прикладных программ.

Поведение фазы выходного сигнала передатчика при переключениях несущей частоты исследовалось в первом эксперименте. Для этого с помощью *DDS*-синтезатора несущая частота шумового сигнала изменялась скачкообразно с периодом 1 мкс, принимая значение 1 080 или 1 209 МГц. В течение каждого шага ширина

спектра шумового сигнала составляла 50 МГц. Для корректной работы АЦП несущая частота путем гетеродинирования уменьшалась на 1 000 МГц. На рис. 2 показано две реализации этого сигнала в момент уменьшения (рис. 2, а) и в момент увеличения (рис. 2, б) несущей частоты, из которых следует, что перестройка по частоте происходит без разрыва фазы, практически без выбросов и других аномалий, связанных со временем установления. Время перехода с одной частоты на другую не превышает 8 нс, что согласуется с паспортными характеристиками микросхемы *AD9910*.

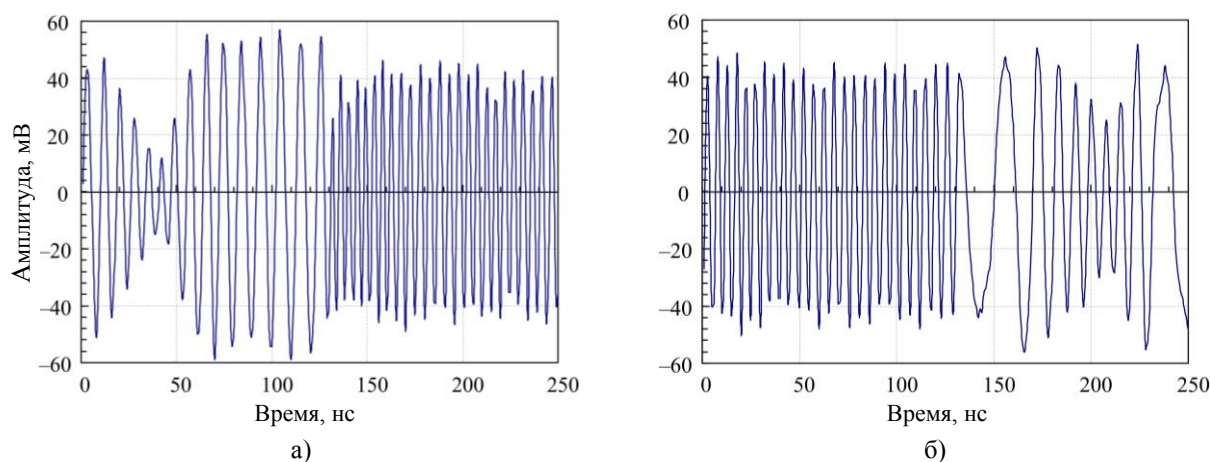


Рис. 2. Реализация шумового зондирующего сигнала в момент переключения несущей частоты: с 1 209 на 1 080 МГц (а) и, наоборот, с 1 080 на 1 209 МГц (б)

Для исследования быстродействия и переходных процессов приемопередатчика при переключениях несущей частоты на вход конвертора 2 подавался опорный сигнал передатчика, а на вход приемника, конвертор 1, поступал высокостабильный сигнал с выхода клистронного генератора стандартных сигналов (ГСС), уровень которого регулировался с помощью прецизионного аттенюатора. Частота выходного сигнала генератора стандартных сигналов устанавливалась вручную – практически 950 МГц, а выходного сигнала передатчика с периодом 1 мкс принимала значение 950 или 1 200 МГц. При этом если частота передатчика 950 МГц, то на выходе квадратурного детектора приемника наблюдаются колебания в области нулевых биений, а если 1 200 МГц, то амплитуда выходного колебания принимает значение, близкое к нулю (рис. 3, а).

Переходные процессы, характеризующие быстродействие приемопередатчика, определяются длительностью фронта выходного сигнала приемника. Она зависит от быстродействия ключей, коммутирующих поддиапазоны частот в передатчике, и полосы пропускания полосового фильтра тракта второй промежуточной частоты и

квадратурного фильтра нижних частот. Переходные процессы можно оценить с помощью рис. 3, б, где приведен выходной сигнал квадратурного канала приемника в течение одного шага при совпадении частоты генератора стандартных сигналов и передатчика. Из рисунка видно, что длительность фронта выходного сигнала приемника при переключении частоты не превышает 100 нс, максимальный выброс по амплитуде по отношению к установившемуся значению 10 %, логарифмический декремент затухания 1,9, а длительность сигнала по уровню 0,5 достигает 900 нс при длительности шага 1 мкс. Совместный анализ эпюр рис. 2 и 3 показывает, что длительность переходных процессов на выходе приемника может не превышать 10 нс, а минимальная длительность ступеньки, если это необходимо, может составлять, например, 100 нс. При этом, однако, следует использовать коммутирующие ключи со временем переключения менее 10 нс и полосовой фильтр тракта второй промежуточной частоты и квадратурный фильтр нижних частот с полосой пропускания 100 и 50 МГц соответственно.

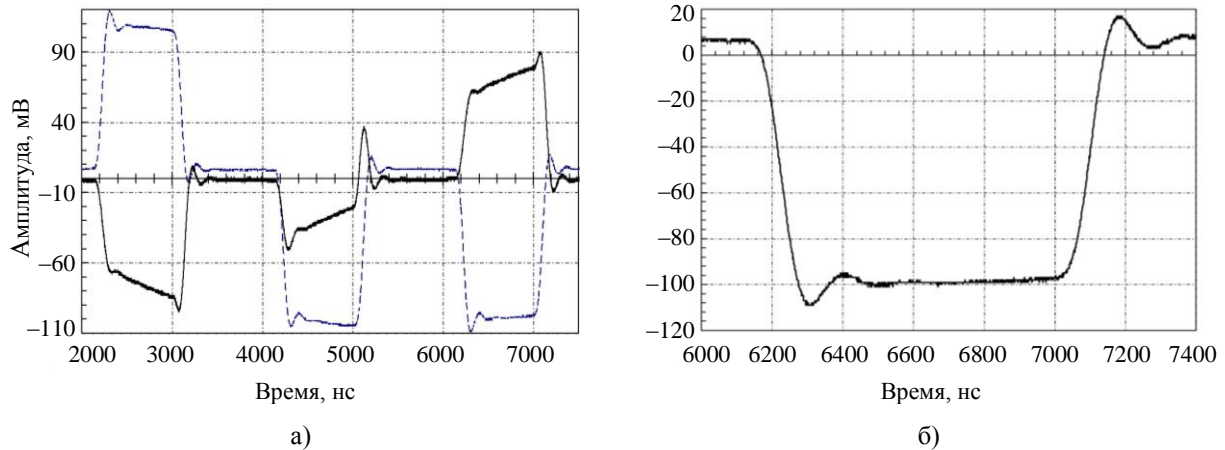


Рис. 3. Выходной сигнал квадратурного детектора, частота генератора стандартных сигналов 950 МГц, частота передатчика с периодом 1 мкс или 950 или 1 200 МГц: а) — синфазная составляющая — сплошная линия, квадратурная — пунктир; б) — выходной сигнал квадратурного канала приемника в течение одного шага длительностью 1 мкс при совпадении частоты сигнала ГСС и передатчика

Временная структура шумового зондирующего сигнала показана на примере фрагмента временной реализации (рис. 4, а), длительность которой 8 мкс. Фрагмент состоит из восьми шагов. От шага к шагу частота изменяется ступенчато на 1 МГц при ширине спектра на каждой ступеньке 10 МГц.

Энергетический спектр зондирующего шумового сигнала исследовался для ступеньки длительностью 1 мкс. Ширина спектра плавно регулировалась в диапазоне 1,8...100 МГц. В качестве примера на рис. 4, б приведено 5 энергетических спектров, имеющих одинаковую несущую частоту 950 МГц, но отличающихся по ширине. Оценка каждого спектра получена по 100 периодограммам. Каждый спектр нормирован с помощью своего максимального значения. Кривая 1 соответствует спектру зондирующего сигнала, частота которого в течение ступеньки не модулировалась. Его ширина по уровню -3 дБ равна 1 МГц, а форма может быть описана приблизительно с помощью функции $\sin x/x$. Сигналы, спектр кото-

рых показан с помощью кривых 2–5, модулировались по частоте колебаниями нормального шума с «прямоугольным» спектром в диапазоне 0,1...14 МГц. Ширина этих энергетических спектров по уровню -3 дБ составляет 1,8; 27; 54 и 100 МГц соответственно. Из рисунка видно, что с увеличением ширины их форма от лоренцевой, кривая 2, через колоколообразную, кривая 3, и усеченную колоколообразную, кривая 4, постепенно трансформируется в «прямоугольную». Спектр, показанный с помощью кривой 5, по форме совпадает с амплитудно-частотной характеристикой полосового фильтра ППФ1 (или ППФ2), так как он с ее помощью выделяется из «прямоугольного». Увеличение длительности ступеньки на форме и ширине спектра, кривые 2–5, практически не сказывается, в отличие от спектра, кривая 1, ширина которого изменяется обратно пропорционально длительности ступеньки. Следует отметить, что форма спектра для ступенек, несущая частота которых отличается от 950 МГц, аналогична формам, приведенным на рис. 4, б.

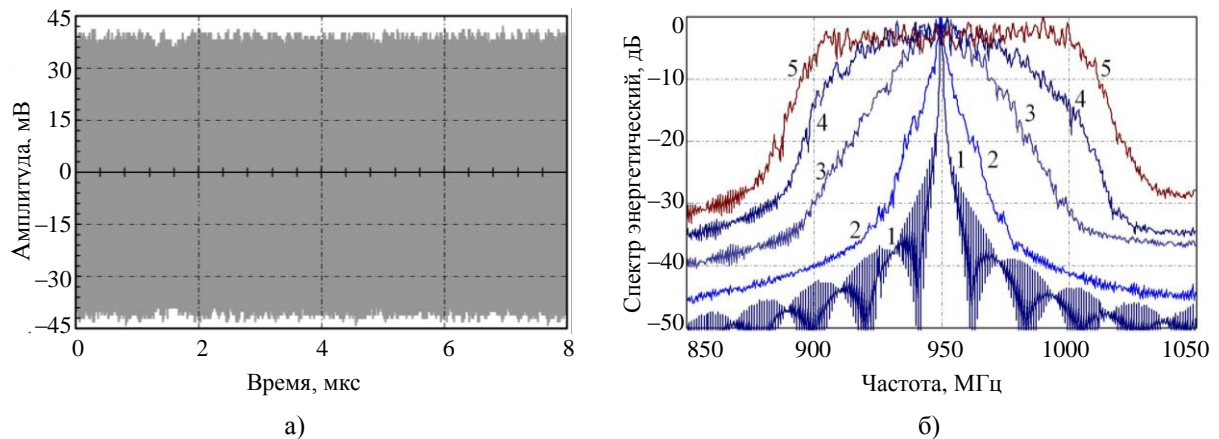


Рис. 4. Реализация (а) и спектр (б) зондирующего сигнала, несущая частота 950 МГц

Исследовалась возможность локализации по дальности требуемой зоны пространства совместно с селекцией по дальности и измерением дальности цели в пределах этой зоны при использовании зондирующих шумовых сигналов с синтезированным спектром. Для этого использовалась кабельная линия передачи, которая подключалась к выходу передатчика и входу приемника. В качестве цели при этом служила неоднородность кабельной линии, расположенная на дальности 2,2 м, а в качестве стороннего объекта – неоднородность на дальности 7,8 м. На второй вход приемника подавался опорный сигнал передатчика. Зондирующий сигнал состоял из 1 024 ступенек. Несущая частота от ступеньки к ступеньке монотонно увеличивалась на 1 МГц от 950 до 1 430 МГц, а затем изменялась в обратном порядке. Длительность ступеньки составляла 1 мкс. В течение времени зондирования каждая частота, кроме максимальной, повторялась дважды. Максимальная частота повторялась подряд в течение 66 шагов. Использовались два типа сигналов – с частотной модуляцией в течение каждой ступеньки и без нее. Следует отметить, что если в

течение ступеньки частотная модуляция не производится, то получим известный случай (*SF-radar*) радиолокатора со ступенчатой перестройкой частоты [15, 16].

Выходной сигнал квадратурного детектора для немодулированного по частоте зондирующего *SF*-сигнала представлен на рис. 5, а, где с помощью кривой 1 и 2 показаны нормированные синфазная и квадратурная составляющие. Энергетический спектр (ширина 1 МГц) для одной ступеньки зондирующего сигнала для этого случая показан на рис. 4, б, кривая 1. Выходные сигналы квадратурного детектора с помощью АЦП преобразовывались в цифровую форму с частотой дискретизации 10 МГц. Фрагмент квадратурной составляющей выходного сигнала, состоящий из пяти ступенек, приведен на рис. 5, б. В течение каждой ступеньки несущая частота зондирующего сигнала поддерживалась постоянной. Временные отсчеты на рисунке обозначены кружками. На каждой ступеньке можно наблюдать по 10 независимых отсчетов. Отношение сигнал-шум на каждой ступеньке может быть увеличено путем усреднения принадлежащих ей отсчетов.

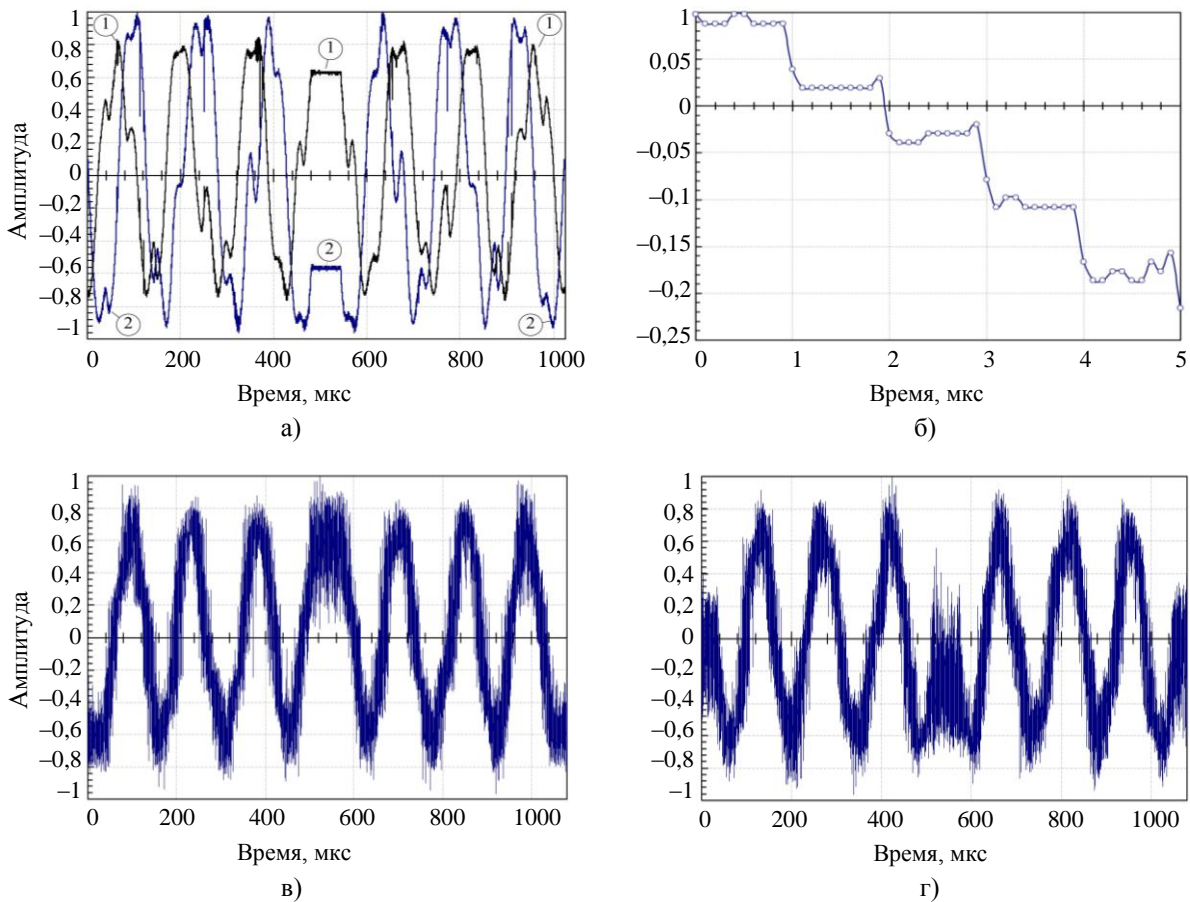


Рис. 5. Выходной сигнал квадратурного детектора в течение однократного зондирования: а) – немодулированный по частоте *SF*-сигнал: 1 – синфазная и 2 – квадратурная составляющие; б) – фрагмент квадратурной составляющей для немодулированного по частоте *SF*-сигнала; в) – синфазная составляющая сигнала с шумовой частотной модуляцией; г) – квадратурная составляющая сигнала с шумовой частотной модуляцией

Для описанных выше условий и модулированного по частоте в течение каждой ступеньки сигнала на рис. 5, в представлена синфазная, а на рис. 5, г квадратурная составляющие нормированного выходного колебания приемника. Из рис. 4, б, кривая 3, видно, что частотная модуляция ведет к расширению энергетического спектра зондирующего сигнала (ширина 27 МГц) в течение каждой ступеньки по сравнению с немодулированным *SF*-сигналом, рис. 4, б, кривая 1. В связи с этим уровень шума на выходе приемника увеличивается, а из-за уменьшения интервала когерентности уровень полезного сигнала может уменьшаться. Однако отношение сигнал-шум на выходе квадратурного детектора может быть увеличено путем накопления сигнала для каждой ступеньки при использовании многократного зондирования.

На рис. 6 показано три экспериментальных графика функции когерентности. С их помощью по уровню 0,5 можно оценить длину когерентности зондирующего сигнала, ограниченного по времени длительностью одного шага. Для немодулированного *SF*-сигнала, кривая 1, она составляет 300 м. Для частотно-модулированного (ЧМ) сигнала при ширине энергетического спектра 27 МГц длина когерентности – 11,1 м, кривая 2, а при ширине спектра 54 МГц длина когерентности составляет 5,55 м, кривая 3.

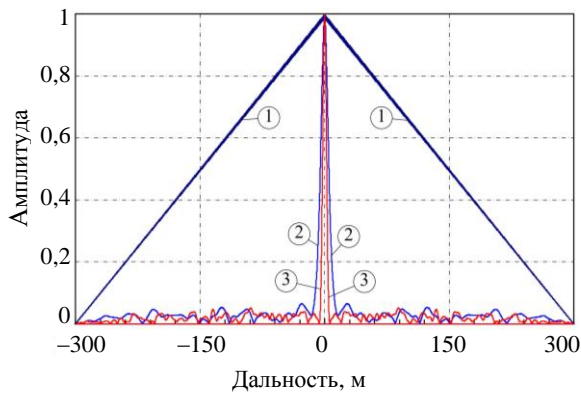


Рис. 6. Функция когерентности для одной ступеньки: 1 – немодулированный *SF*-сигнал, ширина спектра 1 МГц; 2 – ЧМ-сигнал, ширина спектра 27 МГц; 3 – ЧМ-сигнал, ширина спектра 54 МГц

На рис. 7 для интервала 0...12 м с помощью сплошных линий показаны три профиля дальности, а с помощью пунктирных – соответствующие им функции когерентности. При этом профиль, на котором нанесены кружки \circ , соответствует немодулированному *SF*-сигналу, треугольники Δ – ЧМ-сигналу с шириной спектра 27 МГц и квадратики \square – ЧМ-сигналу с шириной спектра 54 МГц. Нумерация функций когерентности здесь соответствует приведенной на рис. 6.

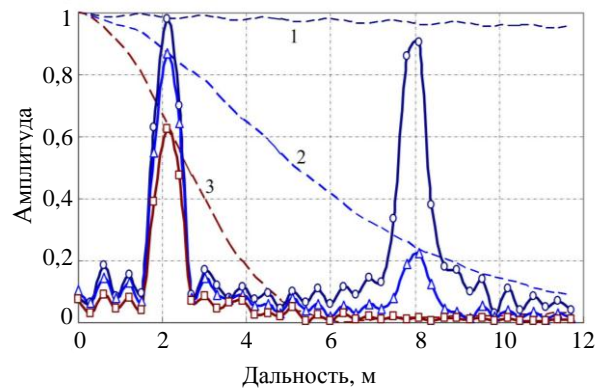


Рис. 7. Профиль дальности: \circ – для немодулированного *SF*-сигнала; Δ – для ЧМ-сигнала, ширина спектра 27 МГц; \square – для ЧМ-сигнала, ширина спектра 54 МГц

Из рис. 7 следует, что при отсутствии частотной модуляции уровни сигналов, отраженных целью и сторонним объектом и наблюдаемых на дальности 2,2 и 7,8 м, практически совпадают. Если ширина спектра для ЧМ-сигнала 27 МГц, то наблюдаемый на дальности 7,8 м отклик стороннего объекта существенно ослаблен, а при ширине спектра 54 МГц этот отклик подавлен практически полностью. В то же время отклик цели на дальности 2,2 м уменьшается с коэффициентом 0,87 и 0,63 соответственно. Следует отметить, что сигнал, отраженный с помощью стороннего отражателя, действует в сигнальном канале приемника. Он ослабляется во втором смесителе, который в разработанном когерентном приемнике выполняет функции перемножителя отраженного и опорного сигналов. Поэтому управление положением локализуемой зоны по дальности может осуществляться из опорного канала на частоте входного сигнала или на его первой промежуточной частоте. Анализируя полученные профили дальности, можно убедиться в том, что при наличии частотной модуляции в течение каждой ступеньки существенно уменьшается влияние отклика стороннего объекта на результаты оценок в зоне, ограниченной интервалом когерентности, по сравнению с результатами, которые могут быть получены для немодулированного *SF*-сигнала.

Выводы. Таким образом, нами впервые экспериментально показана возможность локализации по дальности требуемой зоны пространства совместно с селекцией и измерением дальности цели в ее пределах при использовании зондирующих шумовых сигналов с синтезированным спектром. Это позволяет существенно снизить уровень помех при решении задач обнаружения, сопровождения и измерения координат цели.

Для аналого-цифрового преобразования широкополосных шумовых сигналов обычно используются быстродействующие АЦП. Однако

применение в качестве зондирующих шумовых сигналов с синтезированным спектром позволяет оцифровку этих колебаний осуществлять с помощью недорогих АЦП со сравнительно низким быстродействием и большим динамическим диапазоном.

Разработанный шумовой радар имеет уникальные технические характеристики, среди которых можно выделить высокое быстродействие, большой динамический диапазон, гибкость в управлении и широкий диапазон перестройки параметров зондирующего сигнала. Это открывает хорошие перспективы для использования шумовых сигналов с синтезированным спектром в многофункциональных радиолокационных системах.

1. Борн В. Основы оптики / В. Борн, Э. Вольф; пер. с англ. С. Н. Бреуса, А. И. Головашкина, А. А. Шубина; под ред. Г. П. Мотулевича. – М.: Наука, 1970. – 856 с.
2. Efimov V. P. Transformation of Chaotic Oscillation Spectrum by Reflection / В. П. Efimov, К. А. Lukin, V. A. Rakityanskiy // J. of Tech. Physics. – 1988. – 58, N 12. – P. 2398–2400.
3. Лукин К. А. Сверхширокополосный шумовой рефлектометр радиодиапазона / К. А. Лукин, О. В. Землянский // Укр. метролог. журн. – 1997. – 1, № 2. – С. 28–32.
4. Лукин К. А. Применение модифицированной спектральной обработки для измерения малых расстояний с высокой точностью / К. А. Лукин, В. В. Кулик, В. А. Ракитянский // Укр. метролог. журн. – 1997. – 1, № 4. – С. 28–32.
5. Lukin K. A. Autodyne Effect in the Weak-Resonant BWO with Chaotic Dynamics / К. А. Lukin, V. V. Kulyk, V. A. Rakityanskiy // Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 1998. – 19, N 3. – P. 427–440.
6. Лукин К. А. Шумовая радарная технология / К. А. Лукин // Радиофизика и электроника: сб. науч. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 1999. – 4, № 3. – С. 105–111.
7. Lukin K. A. Noise radar technology: the principles and short overview / К. А. Lukin // Proc. of the Int. Conf. on Noise Radar Technology, NRT-2003, Applied Radio Electronics. – Kharkov, 2005. – Vol. 4, N 4. – P. 4–13.
8. Rakityansky V. A. Excitation of the Chaotic Oscillations in Millimeter BWO / V. A. Rakityansky, K. A. Lukin // Int. Journal of Infrared and Millimeter waves. – 1995. – 16, N 6. – P. 1037–1050.
9. Mogyla A. A. Relay-Type Noise Correlation Radar for the Measurement of Range and Vector Range Rate / A. A. Mogyla, K. A. Lukin, Yu. A. Shyian // Telecommunications and Radio Engineering. – 2002. – 57, N 2/3. – P. 175–183.
10. Noise Radar Sensor for Collision Warning Systems / К. А. Lukin, A. A. Mogyla, Y. A. Alexandrov, Y. A. Shyian // Applied Radio Electronics. – 2005. – 4, N 1. – P. 47–53.
11. Ka-band bistatic ground-based noise waveform SAR for short-range applications / К. А. Lukin, A. А. Mogyla, V. P. Palamarchuk et al. // IET Radar, Sonar and Navigation. – 2008. – 2, N 4. – P. 233–243.
12. Measurement of Shifts in Bell Tower of Sophia Cathedral Using Ka-band Noise Waveform SAR / К. А. Lukin, A. А. Mogyla, V. P. Palamarchuk et al. // Proc. of MRRS. – 2008. – P. 134–137.
13. Mogyla A. A. Statistical Errors of Ranging in the Spectral Interferometry Technique / A. А. Mogyla, K. А. Lukin, V. V. Kulyk // Telecommunications and Radio Engineering. – 2001. – 55. – P. 10–11.
14. Лукин К. А. Шумовой доплеровский датчик обнаружения вторжений 8-мм диапазона длин радиоволн, на основе автотинного эффекта / К. А. Лукин, А. А. Могила, В. П. Паламарчук // Тр. МРФ-2005, 2-й Междунар. радиолокац. форум

«Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». – Х., 2005. – Т. 5. – С. 112–115.

15. Iizuka K. Detection of Nonmetallic Buried Objects by a Step Frequency Radar / K. Iizuka, A. P. Freundorfer // Institute of Electrical & Electronic Engineers. – February 1983. – 71. – P. 277–279.
16. Пат. 61650 Украина, МПК (2006) G01V 3/12, G01S 13/02. Устройство подповерхностного радиолокационного зондирования / Л. М. Дорохова, В. Г. Сугак, С. И. Чернышев. – 2007. – Бюл. № 8.
17. United States Patent N US 7,215,278 B2, Int. Cl. G01S 7/28. Radar Frequency Hopping / B. Bandhauer. – Date of Patent 08.05.2007 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.patentstorm.us>. – Загл. с экрана.
18. Lukin K. A. Frequency Hopping Noise Radar / К. А. Lukin, A. A. Mogyla // Proc. of Int. Radar Symposium IRS-2009. – Hamburg, 2009. – P. 791–794.
19. Zemlyaniy O. V. Power spectrum of the millimeter wave noise oscillator with the frequency modulation / O. V. Zemlyaniy // Fourth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves: conf. proc. – Kharkov, 2001. – Vol. 2. – P. 765–767.

NOISE RADAR WITH SYNTHESIZING A SPECTRUM OF SOUNDING SIGNAL

К. А. Лукин, А. А. Могила, В. П. Паламарчук,
А. В. Кравчук, В. С. Черний,

The results of development and experimental research of L band noise radar with the synthesized spectrum of sounding signal are presented. Behavior of a synthesized noise signal phase has been studied in case of stepped frequency increase. Besides, we have investigated the basic radar performance such as, spectral characteristics of probing signal, its central frequency switching time, output signal of quadrature detector, range profile, etc. Possibility of range limitation is experimentally shown in the required observation area jointly with selection and measuring of the target distance within this area when using sounding noise signals with the synthesized spectrum.

Key words: noise radar, noise sounding signal, frequency modulation, hopping frequency, synthesized spectrum.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ШУМОВОГО РАДІОЛОКАТОРА З СИНТЕЗУВАННЯМ СПЕКТРА ЗОНДУВАЛЬНОГО СИГНАЛУ

К. О. Лукін, А. А. Могила, В. П. Паламарчук,
А. В. Кравчук, В. С. Черний

Приведено результати розробки і експериментального дослідження шумового радіолокатора з синтезованим спектром сигналу в дециметровому діапазоні довжин радіохвиль. Досліджувалися поведінка фази синтезованого шумового сигналу при покроковій перестройці несучої частоти, швидкодія, спектральні характеристики зондуемого сигналу, вихідний сигнал квадратурного детектора, оцінювався профіль дальності. Експериментально показана можливість локалізації по дальності заданої зони простору спільно з розрізненням по дальності та вимірюванням дальності цілі в межах цієї зони при використанні зондуємих шумових сигналів із синтезованим спектром.

Ключові слова: шумовий радіолокатор, шумовий зондувальний сигнал, що зондує, частотна модуляція, покрокова перестройка частоти, синтезований спектр.

Рукопись поступила 10 декабря 2009 г.